

Position and rotational angle evaluation method for synchro resolvers, involves performing coordinate transformation and filtering of track signal of transducer

Publication number: DE10025160

Publication date: 2001-12-06

Inventor: BUENTE ANDREAS (DE); BEINEKE STEPHAN (DE); KOCH ULRICH (DE)

Applicant: LUST ANTRIEBSTECHNIK GMBH (DE)

Classification:

- international: G01D5/244; G01P3/44; G01D5/12; G01P3/42; (IPC1-7): G01D5/244; G01B7/02; G01B7/30; G01P3/44

- European: G01D5/244C; G01P3/44

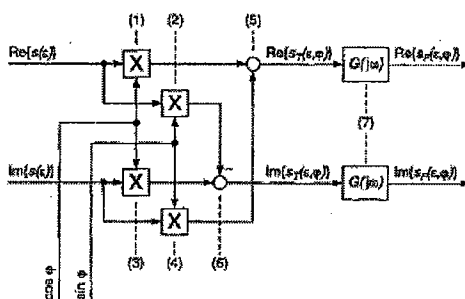
Application number: DE20001025160 20000523

Priority number(s): DE20001025160 20000523

[Report a data error here](#)

Abstract of DE10025160

The coordinate transformation of the input track signals of transducer is performed. The transformed signals are filtered by a low pass filter (7). The position, rotation angle, speed and angular velocity are determined based on the transformed and filtered track signals. An Independent claim is also included for position and rotation angle evaluation device.



Data supplied from the esp@cenet database - Worldwide



⑮ **BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND**



**DEUTSCHES
PATENT- UND
MARKENAMT**

⑫ **Offenlegungsschrift** ⑩ **DE 100 25 160 A 1**

⑳ Aktenzeichen: 100 25 160.9
㉑ Anmeldetag: 23. 5. 2000
㉒ Offenlegungstag: 6. 12. 2001

⑤① Int. Cl.⁷:
G 01 D 5/244
G 01 B 7/02
G 01 B 7/30
G 01 P 3/44

DE 100 25 160 A 1

⑦① Anmelder:
LUST Antriebstechnik GmbH, 35633 Lahnau, DE
⑦④ Vertreter:
Knefel, C., Dipl.-Phys., Pat.-Anw., 35578 Wetzlar

⑦② Erfinder:
Bünthe, Andreas, Dr.-Ing., 35452 Heuchelheim, DE;
Beineke, Stephan, Dr.-Ing., 35390 Gießen, DE; Koch,
Ulrich, Dipl.-Ing., 35584 Wetzlar, DE

⑤⑥ **Entgegenhaltungen:**

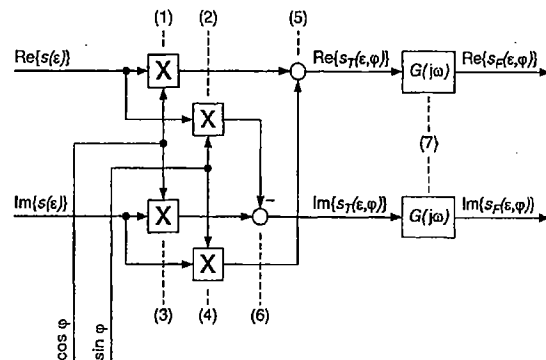
DE 195 44 948 A1
DE 6 93 15 016 T2
JP 08-2 01 111 A
JP 02-1 86 221 A

HILLER, B.: "Moderne Regelungs- und Antriebs-
technik", Stuttgart, FISW Selbstverlag, 1996;
KIRCHBERGER, R., HILLER, B.: "Tagungsband
SPS/IPC/
Drives", Fachmesse u. Kongress, 23.-25. Nov. 1999,
S. 598-606;
HÖSCHELER, B.: "Tagungsband SPS/IPC/Drives",
Fachmesse u. Kongress, 23.-25. Nov. 1999,
S. 617-625;
Elektronik 1/1994, S. 24-31;

Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen

Prüfungsantrag gem. § 44 PatG ist gestellt

- ⑤④ Verfahren zur Auswertung von Lage- oder Drehwinkelgebern sowie Vorrichtung zur Durchführung des Verfahrens
- ⑤⑦ Die Erfindung betrifft ein Verfahren zur Auswertung von Lage- oder Drehwinkelgebern, die über den Weg oder Drehwinkel periodische Spursignale aufweisen, wobei die Spursignale vor der Bestimmung von Lage, Drehwinkel, Geschwindigkeit und/oder Winkelgeschwindigkeit mittels einer Koordinatentransformation in ihrer Winkel-lage verändert werden. Darüber hinaus betrifft die Erfindung eine Vorrichtung zur Durchführung des Verfahrens.



DE 100 25 160 A 1

[0001] Die Erfindung betrifft ein Verfahren zur Bestimmung von Positionen und Geschwindigkeiten mit Hilfe von Inkrementalgebern sowie eine Vorrichtung zur Durchführung des Verfahrens.

[0002] Unter einem Inkrementalgeber versteht man ein Messsystem, bei dem die Lageinformation in Form von typischerweise zwei um einen Winkel von 90° phasenverschobenen, periodischen Spursignalen zur Verfügung gestellt wird. Im Allgemeinen sind die Spursignale rechteckförmig oder sinusförmig. Die Spursignale können mathematisch als komplexe Funktion dargestellt werden:

$$\underline{s}(\varepsilon) = s_a(\varepsilon) + j \cdot s_b(\varepsilon),$$

mit

$\underline{s}(\varepsilon)$ = komplexer Zeiger der Spursignale des Gebers,
 $s_a(\varepsilon)$, $s_b(\varepsilon)$ = reelle Komponenten der Spursignale des Gebers,
 j = Konstante,
 ε = Winkellage innerhalb einer Periode der Spursignale des Gebers.

[0003] Bei periodischen Spursignalen kann das Signal als Fourier-Reihe dargestellt werden:

$$\underline{s}(\varepsilon) = \sum_{k=-\infty}^{k=\infty} \underline{c}_k \cdot e^{jk\varepsilon}.$$

mit

$\underline{s}(\varepsilon)$ = komplexer Zeiger der Spursignale des Gebers,
 \underline{c}_k = Koeffizient der komplexen Fourier-Reihenentwicklung,
 ε = Winkellage innerhalb einer Periode der Spursignale des Gebers.

[0004] Nach dem Stand der Technik (Thomas Henke: "Spurenauswertung" mit Spezial-Chip in "Elektronik 1/1994", Seiten 24 bis 31) wird die Lage unter Berücksichtigung der Drehrichtung des komplexen Zeigers $\underline{s}(\varepsilon)$ bestimmt, indem die Quadrantenübergänge mit Hilfe von Zählern erfasst werden. Bei sinusförmigen Spursignalen kann die Lageauflösung innerhalb einer Signalperiode verbessert werden, indem der Winkel $\varepsilon = \angle \underline{s}(\varepsilon)$ berechnet und die Gesamtlage ε_G (für Drehbewegungen) aus dem Zählerstand und ε zusammengesetzt wird. Die Geschwindigkeit wird durch Differenzierung der Lage nach der Zeit berechnet.

[0005] Nachteil dieses zum Stand der Technik gehörenden Verfahrens ist, dass typische, systematische Fehler der Spursignale, wie Offsetfehler, Amplitudenfehler, Phasenfehler oder von der Sinusform abweichende Signalverläufe bei der Berechnung der Gesamtlage und der daraus abgeleiteten Geschwindigkeit zu Fehlern führen. Weiterhin ist es ungünstig, dass die Positions- und Geschwindigkeitsberechnung in der Regel zeitdiskret vorgenommen wird, wobei aufgrund der hohen Frequenzen der Spursignale bezüglich der systematischen Fehler das Shannon'sche Abtasttheorem nicht eingehalten werden kann. Die Spektren der Fehler der zeitdiskreten Lage- und Geschwindigkeitssignale finden sich deshalb in verschiedenen Frequenzbereichen wieder, insbesondere auch im für eine Regelung auszuwertenden Basisband um die Frequenz Null, so dass eine vollständige Unterdrückung mit digitalen Filtern nicht möglich ist.

[0006] Andere zum Stand der Technik gehörende Auswertungsverfahren (B. Hiller: "HOCHGENAUE MESSUNG VON ZUSTANDSGRÖßEN AN NC-ACHSEN" in: "Moderne Regelungs- und Antriebstechnik", Stuttgart, FISW-Selbstverlag, 1996, und Dipl.-Ing. Roland Kirchberger, Dipl.-Ing. Bernhard Hiller: "Oversamplingverfahren zur Verbesserung

der Erfassung von Lage und Drehzahl an elektrischen Antrieben mit inkrementellen Gebersystemen", in: "TAGUNGSBAND SPS/IPC/DRIVES", Fachmesse & Kongress, 23.-25. Nov., 1999, Nürnberg, Veranstalter: MESAGO, Messemanagement GmbH, Stuttgart, Seiten 598 bis 606) versuchen die Aliasing-Effekte zu unterdrücken, indem durch Oversampling und Mittelwertbildung die Auswirkungen der Spursignalfehler verringert werden. Nachteil dieser Verfahren ist der hohe Hardwareaufwand durch die erforderlichen schnellen A-D-Umsetzer und der notwendigen Geschwindigkeit des Rechenwerkes.

[0007] Ein anderer, zum Stand der Technik gehörender Ansatz (Dipl.-Ing. Bernhard Höscheler: "Erhöhung der Genauigkeit bei Wegmeßsystemen durch selbstlernende Kompensation systematischer Fehler" in: "TAGUNGSBAND SPS/IPC/DRIVES", Fachmesse & Kongress, 23.-25. Nov. 1999, Nürnberg, Veranstalter: MESAGO, Messemanagement GmbH, Stuttgart, Seiten 617 bis 625), bei dem die wesentlichen Geberfehler mittels eines Rechenwerkes in Kennlinien abgelegt und anschließend mit den Kennlinien kompensiert werden, hat die Nachteile, dass Änderungen der Fehler durch Alterung der Geber oder Temperatureinflüsse nicht erfasst werden und ein Abgleich der einzelnen Geber oder zumindest der Gebertypen erforderlich ist.

[0008] Das der Erfindung zugrunde liegende, technische Problem besteht darin, ein Verfahren sowie eine Vorrichtung zur Durchführung des Verfahrens anzugeben, bei denen bei der Auswertung von Inkrementalgebern die systematischen Spursignalfehler effektiv unterdrückt werden.

[0009] Dieses technische Problem wird durch das Verfahren mit den Merkmalen des Anspruches 1 sowie durch eine Vorrichtung mit den Merkmalen des Anspruches 23 gelöst.

[0010] Das erfindungsgemäße Verfahren bezieht sich auf ein Verfahren zur Bestimmung von Positionen und/oder Geschwindigkeiten mit Hilfe von Inkrementalgebern, bei dem systematische Fehler des Gebers unterdrückt werden, oder das durch minimale Verfahrensänderungen ebenfalls die Auswertung von Gebern, beispielsweise von Resolvern, bei denen die inkrementelle Lageinformation in Form von amplitudenmodulierten Spursignalen vorliegt, erlaubt, so dass Inkrementalgeber und Resolver mit der gleichen Einheit ausgewertet werden können.

[0011] Vorteilhaft wird das technische Problem dadurch gelöst, dass die Spursignale des Gebers vor der Bestimmung der Position oder der Geschwindigkeit einer Koordinatentransformation durch Multiplikation mit dem komplexen Zeiger $\underline{t}(\varphi) = e^{-j\varphi}$ unterzogen werden. Es ergibt sich also ein Rechenwerk, das sowohl in analoger Schaltungstechnik als auch in digitaler Technik realisiert werden kann. Man erreicht nämlich durch die Multiplikation mit $\underline{t}(\varphi)$, dass die transformierten Spursignale $\underline{s}_T(\varepsilon)$ durch die Gleichung

$$\underline{s}_T(\varepsilon) = \sum_{k=-\infty}^{k=\infty} \underline{c}_k \cdot e^{jk\varepsilon} \cdot e^{-j\varphi}$$

gebildet werden. Insbesondere durch die Wahl des Transformationswinkels $\varphi = \varepsilon$ wird damit die Grundswingungskomponente $\underline{s}_1(\varepsilon) = \underline{c}_1 \cdot e^{-j\varepsilon}$ der Spursignale nach der Transformation zu einer von ε unabhängigen Gleichgröße.

[0012] Betrachtet man beispielhaft den Fall, dass die zu messende Geschwindigkeit $\omega_s = d\varepsilon/dt$ konstant ist, lassen sich dann durch eine einfache Tiefpassfilterung der transformierten Spursignale die Fehleranteile der Spursignale unterdrücken, wenn die Grenzfrequenz ω_G des Filters kleiner als $d\varepsilon/dt$ gewählt wird.

[0013] Die Vorgehensweise kann auf die praktisch relevanten Fälle erweitert werden, bei denen die zu messende Geschwindigkeit nicht exakt konstant oder bekannt ist, son-

dem um einen Mittelwert schwankt. In diesem Fall können die Spursignale als frequenzmoduliertes Signal der zu messenden Geschwindigkeit betrachtet werden, mit einer Trägerfrequenz, die vom Mittelwert der zu messenden Frequenz abhängt. Die relevante Information über den Wechselanteil der zu messenden Geschwindigkeit liegt mit einer Bandbreite von B um die Trägerfrequenz. Die Transformation mit dem Zeiger $t(\varphi)$ orientiert sich daher an der Trägerfrequenz, also dem Mittelwert von ω_s . Sofern der Wechselanteil der Drehzahl kleiner als der Gleichanteil ist, ist sichergestellt, dass schon bei kleinen Geschwindigkeiten durch eine Tiefpassfilterung beim transformierten Signal $s_T(\varepsilon)$ die systematischen Fehler des Gebers unterdrückt werden können.

[0014] Weitere Einzelheiten der Erfindung können den Unteransprüchen entnommen werden.

[0015] In der Zeichnung ist ein Ausführungsbeispiel der Erfindung dargestellt, und zwar zeigen:

[0016] Fig. 1 ein erstes Ausführungsbeispiel mit vier Multiplikatoren;

[0017] Fig. 2 die Realisierung der Multiplikatoren mit multiplizierenden D-A-Umsetzern und einem überlagerten, digitalen Rechenwerk;

[0018] Fig. 3a ein Leistungsdichtespektrum der Eingangsgröße $s(\varepsilon)$;

[0019] Fig. 3b das Spektrum aus Fig. 3a, welches durch Koordinatentransformation verschoben ist;

[0020] Fig. 3c das Spektrum aus Fig. 3b nach einer Tiefpassfilterung.

[0021] Fig. 1 zeigt das auf die Eingangsgröße $s(\varepsilon)$ einwirkende Rechenwerk zur Koordinatentransformation, bestehend aus vier Multiplikatoren (1, 2, 3, 4), einem Addierer (5) und dem Subtrahierer (6). Die Ausgangsgröße des Rechenwerkes wird einer Tiefpassfilterung (7) unterzogen.

[0022] Fig. 2 zeigt die Realisierung der Multiplikatoren (1 bis 4) der Koordinatentransformation mit multiplizierenden D-A-Umsetzern und einem überlagerten, digitalen Rechenwerk. Das Rechenwerk besteht aus einem Eingangszwischenspeicher (8), der mittels einer überlagerten und nicht dargestellten Einheit angesteuert wird, einem Addierer (9), der die Werte des Eingangszwischenspeichers (8) und des Ausgangszwischenspeichers (10) addiert und dessen Ausgangsgröße zu von außen vorgebbaren Zeitpunkten im Ausgangszwischenspeicher (10) abgelegt wird, und einem Speicherbaustein (11), der die Funktionswerte der Sinus- und Cosinusfunktion enthält und mit einer Adresse angesteuert wird, die aus dem Ausgangszwischenspeicher (10) abgeleitet wird, so dass die digitalen Eingänge der Multiplikatoren mit der Sinus- und Cosinusfunktion beschaltet werden.

[0023] Fig. 3a zeigt das Leistungsdichtespektrum der Eingangsgröße $s(\varepsilon)$. Aus Gründen der Übersichtlichkeit ist in dieser Darstellung ein Fall mit konstanter Geschwindigkeit ω gezeigt.

[0024] Gemäß Fig. 3b ist das Spektrum durch die Koordinatentransformation so verschoben, dass die Grundwelle von s_T bei möglichst kleinen Frequenzen liegt.

[0025] Gemäß Fig. 3c sind die störenden Spektralanteile, die durch systematische Geberfehler verursacht werden, durch die Tiefpassfilterung (7) eliminiert.

[0026] Gemäß Fig. 1 werden für die Multiplikationen (1, 2, 3, 4) multiplizierende D-A-Umsetzer (Digital-Analog-Umsetzer) verwendet, bei denen die Spursignale den Referenzspannungseingängen der D-A-Umsetzer zugeführt werden und der digitale Eingang, der zweite Multiplikator, durch ein Rechenwerk so vorgegeben wird, dass die Funktionen $\cos\varphi(t)$ beziehungsweise $\sin\varphi(t)$ nachgebildet werden. Das Rechenwerk besteht im Wesentlichen aus einem Addierwerk und einem Speicherbaustein, in dem die Sinus-

und Cosinustabellen abgelegt sind (vgl. Fig. 2). Diese Technik ist als NCO bekannt (NCO = Numeric Controlled Oscillator). Die Addition wird mit einer im Vergleich zur Periodendauer der Spursignale kleinen Abtastzeit durchgeführt. Der von außen vorzugebende Summand legt die Geschwindigkeit $d\varphi/dt$ fest. Er wird von einer überlagerten Steuerung vorgegeben.

[0027] Vorteilhafte Ausführungsformen bestimmen den Wert des Summanden mit dem nach dem Stand der Technik gemessenen und gefilterten Drehzahlmesswert oder, wenn die erfindungsgemäße Geberauswertung in Verbindung mit der Drehzahlregelung eines Antriebssystems eingesetzt wird, aus dem Drehzahl Sollwert. Bei dieser Ausführungsform kann dann das aus $s_T(\varepsilon)$ durch Frequenzdemodulation gewonnene Signal als Regelabweichung des Drehzahlreglers und die durch $s_T(\varepsilon)$ dargestellte Position als Integral der Drehzahlregelabweichung verwendet werden.

[0028] Die Grenzfrequenz ω_G eines nachgeschalteten Tiefpassfilters muss kleiner als die mittlere Frequenz der Spursignale, der Trägerfrequenz $\omega_s = d\varepsilon/dt$, gewählt werden. Auf der anderen Seite ist eine möglichst hohe Grenzfrequenz wünschenswert, um eine Drehzahlbestimmung mit möglichst hoher Bandbreite zu realisieren. Eine vorteilhafte Ausführungsform der Geberauswertung verwendet deshalb einen Tiefpassfilter mit steuerbarer Charakteristik. Die Vorgabe der Charakteristik ergibt sich aus der gewünschten Dämpfung bei der Trägerfrequenz $|\omega_s|$. Das gefilterte Signal s_F kann mit einem beliebigen Verfahren nach dem Stand der Technik ausgewertet werden, wobei sich die zu messende Lage oder Geschwindigkeit bestimmen lässt, indem die aus s_F gewonnenen Größen mit den Vorgaben für $t(\varphi)$ verrechnet werden. Zur Unterdrückung hochfrequenter Rauschanteile kann hierbei die Auswertung von s_F digital unter Verwendung von Sigma-Delta-Umsetzern vorgenommen werden.

[0029] Als weitere, vorteilhafte Ausführungsform wird das Rechenwerk nach Fig. 2 so gestaltet, dass die D-A-Umsetzer (2, 3) statt mit einer Sinustabelle mit einer mit Null besetzten Tabelle arbeiten, beziehungsweise dass nur die Ausgänge der Multiplikatoren (1, 4) zur Bildung des Signals s_T verwendet werden. Bei konstantem Summanden (8) und geeigneter Charakteristik des nachgeschalteten Tiefpassfilters (7) führt die Schaltung dann eine Amplitudendemodulation durch. Damit kann unmittelbar zum Beispiel ein Resolver ausgewertet werden. Vorteilhaft wird dazu unmittelbar das Erregersignal des Resolvers mit Hilfe des Rechenwerkes aus der Ausgangsgröße eines weiteren D-A-Umsetzers (12) abgeleitet.

[0030] Ein typisches Spektrum der Spursignale bei näherungsweise konstanter Geschwindigkeit, die Auswirkung der beschriebenen spektralen Verschiebung und die Wirkung des nachgeschalteten Tiefpassfilters zeigt Fig. 3. Dabei ist auch nach der Tiefpassfilterung die Information über den Geschwindigkeitswechselanteil im transformierten Signal vorhanden. Dieser Wechselanteil kann mit einer konventionellen Inkrementalgeberauswertung nach dem Stand der Technik (Thomas Henke: "Spurenauswertung" mit Spezial-Chip in "Elektronik 1/1994", Seiten 24 bis 31) bestimmt werden. Mit dem ebenfalls bekannten Transformationswinkel φ und seiner bekannten Änderungsgeschwindigkeit ist dann der tatsächliche Verlauf der zu messenden Lage und Geschwindigkeit bestimmt.

Erklärung der Formelzeichen

ε Winkellage innerhalb einer Periode der Spursignale des Gebers

ε_G mechanische Gesamtlage oder Gesamtwinkel (setzt sich

zusammen aus ϵ und der Anzahl der zurückgelegten Perioden)
 φ Winkel des Transformationszeigers
 ω_s Winkelgeschwindigkeit des Zeigers der Spursignale
 ω_{soll} Sollwert der Winkelgeschwindigkeit des Zeigers der Spursignale, der für eine überlagerte Drehzahlregelung maßgeblich ist
 ω_G Grenzfrequenz des Tiefpassfilters
 c_k Koeffizient der komplexen Fourier-Reihenentwicklung
 s_a, s_b reelle Komponenten der Spursignale des Gebers
 \bar{s} komplexer Zeiger der Spursignale des Gebers
 \bar{s}_F komplexer Zeiger der transformierten und gefilterten Spursignale
 \bar{s}_T komplexer Zeiger der transformierten Spursignale
 t komplexer Zeiger, der die Transformation der Spursignale beschreibt

Bezugszahlen

1 bis 4 Multiplikatoren
 5 Addierer
 6 Subtrahierer
 7 Tiefpassfilter
 8 Eingangszwischenspeicher
 9 Addierer
 10 Ausgangszwischenspeicher
 11 Speicherbaustein
 12 D-A-Umsetzer

Patentansprüche

1. Verfahren zur Auswertung von Lage- oder Drehwinkelgebern, die über den Weg oder Drehwinkel periodische Spursignale aufweisen, **dadurch gekennzeichnet**, dass die Spursignale vor der Bestimmung von Lage, Drehwinkel, Geschwindigkeit und/oder Winkelgeschwindigkeit mittels einer Koordinatentransformation in ihrer Winkellage verändert werden.
 2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass der Koordinatentransformation wenigstens eine analoge oder digitale Tiefpassfilterung (7) nachgeschaltet wird.
 3. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass die Koordinatentransformation mit Hilfe von wenigstens zwei multiplizierenden Digital-Analog-Umsetzern (D-A-Umsetzern) (1, 2, 3, 4) vorgenommen wird, und dass die wenigstens zwei multiplizierenden D-A-Umsetzer (1, 2, 3, 4) mit einem digitalen Rechenwerk angesteuert werden.
 4. Verfahren nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, dass den D-A-Umsetzern (1, 2, 3, 4) zusätzliche analoge Rechenwerke (5, 6) oder Filter (7) nachgeschaltet werden.
 5. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass mittels der Koordinatentransformation eine spektrale Verschiebung der Eingangssignale vorgenommen wird.
 6. Verfahren nach Anspruch 5, dadurch gekennzeichnet, dass bei spektraler Verschiebung der Frequenzbereich mit der größten spektralen Energiedichte auf betragsmäßig kleine Frequenzen abgebildet wird.
 7. Verfahren nach Anspruch 5, dadurch gekennzeichnet, dass aus den transformierten Spursignalen oder den transformierten und gefilterten Spursignalen in Verbindung mit einer Lage- oder DrehwinkelAuswertung und zusätzlicher Verrechnung der dem System be-

kannten Daten für die vorgenommene Spektralverschiebung der aktuelle Lage- oder Geschwindigkeits-Istwert berechnet wird.

8. Verfahren nach Anspruch 5, dadurch gekennzeichnet, dass die transformierten Spursignale oder transformierten und gefilterten Spursignale einer Frequenzdemodulation unterzogen werden und dass das demodulierte Signal als zeitabhängiger Anteil der aktuellen Geschwindigkeit oder Drehzahl verwendet wird, oder dass das demodulierte Signal unter Verrechnung der dem System bekannten Daten für die vorgenommene Spektralverschiebung zur Berechnung der aktuellen Geschwindigkeit oder Drehzahl verwendet wird.
 9. Verfahren nach Anspruch 5, dadurch gekennzeichnet, dass der Frequenzbereich mit der größten, spektralen Energiedichte aus dem Geschwindigkeits- oder Drehzahlsollwert einer überlagerten Geschwindigkeits- oder Drehzahlregelung abgeleitet wird.
 10. Verfahren nach Anspruch 9, dadurch gekennzeichnet, dass mittels der transformierten Spursignale die über die Zeit integrierte Differenz

$$\int (\omega_{s,\text{soll}} - \omega_s) dt = \epsilon_{G,\text{soll}} - \epsilon_G = \epsilon_{G,F}$$

mit

ω_s = Winkelgeschwindigkeit des Zeigers der Spursignale,

$\omega_{s,\text{soll}}$ = Sollwert der Winkelgeschwindigkeit des Zeigers der Spursignale,

ϵ_G = mechanische Gesamtlage oder Gesamtwinkel,

$\epsilon_{G,\text{soll}}$ = mechanische Gesamt-Sollage oder Gesamt-Sollwinkel,

$\epsilon_{G,F}$ = mechanische Gesamtlage oder Gesamtwinkel der transformierten und gefilterten Spursignale, gewonnen wird und in einem zugeordneten Regelkreis als Integral der Regelabweichung verwendet wird.

11. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass ein Geber zwei näherungsweise sinusförmige Spursignale hat, die näherungsweise um 90° verschoben sind.

12. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass der Geber zwei näherungsweise rechteckförmige Spursignale hat, die näherungsweise um 90° verschoben sind.

13. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass als Ausführung des Rechenwerkes alternativ zur Phasenverschiebung unter der Verwendung der Multiplikatoren (1 und 4) und einer nachgeschalteten, analogen oder digitalen Tiefpassfilterung (7) eine Amplitudendemodulation der Spursignale vorgesehen ist.

14. Verfahren nach Anspruch 13, dadurch gekennzeichnet, dass die Amplitudendemodulation der Spursignale mit Hilfe von wenigstens zwei multiplizierenden D-A-Umsetzern realisiert wird.

15. Verfahren nach Anspruch 14, dadurch gekennzeichnet, dass die wenigstens zwei multiplizierenden D-A-Umsetzer über ein digitales Rechenwerk angesteuert werden.

16. Verfahren nach Anspruch 14 oder 15, dadurch gekennzeichnet, dass als Geber ein Resolver eingesetzt wird, und dass dessen Erregersignal mit einem weiteren D-A-Umsetzer (12) gebildet wird.

17. Verfahren nach Anspruch 13, dadurch gekennzeichnet, dass die Funktionen zur Auswertung von Resolvern und Inkrementalgebern in einer elektronischen Schaltung zusammengefasst sind und alternativ ge-

nutzt werden.

18. Verfahren nach Anspruch 17, dadurch gekennzeichnet, dass die elektronische Schaltung um ein Rechenwerk erweitert ist, das aus den Spursignalen oder den transformierten Spursignalen die Winkelgeschwindigkeit des Zeigers ($t(\phi)$) derart vorgibt, dass die spektrale Verschiebung so erfolgt, dass der Frequenzbereich mit der größten, spektralen Energiedichte auf betragsmäßig kleine Frequenzen abgebildet wird und das gleiche Rechenwerk die Geschwindigkeit oder die Lage der Spursignale unter Verwendung der transformierten Spursignale bestimmt und ausgibt.

19. Verfahren nach den Ansprüchen 2 oder 13, dadurch gekennzeichnet, dass die Tiefpassfilter eine steuerbare Charakteristik aufweisen.

20. Verfahren nach den Ansprüchen 2 oder 13, dadurch gekennzeichnet, dass die nachgeschaltete Berechnung der Lage oder Geschwindigkeit digital erfolgt und die A-D-Umsetzung mit Sigma-Delta-Umsetzern vorgenommen wird.

21. Vorrichtung zur Durchführung des Verfahrens nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass die Vorrichtung ein Rechenwerk aufweist, welches wenigstens zwei D-A-Umsetzer aufweist sowie eine Tiefpassfilterung (7).

22. Vorrichtung nach Anspruch 21, dadurch gekennzeichnet, dass vier D-A-Wandler (1, 2, 3, 4) vorgesehen sind.

Hierzu 3 Seite(n) Zeichnungen

Fig. 1

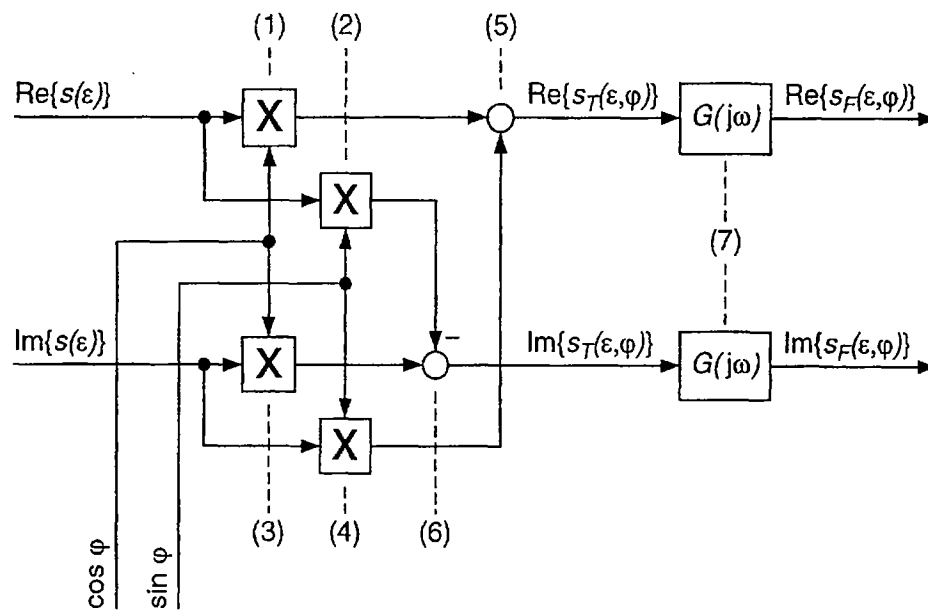


Fig. 2

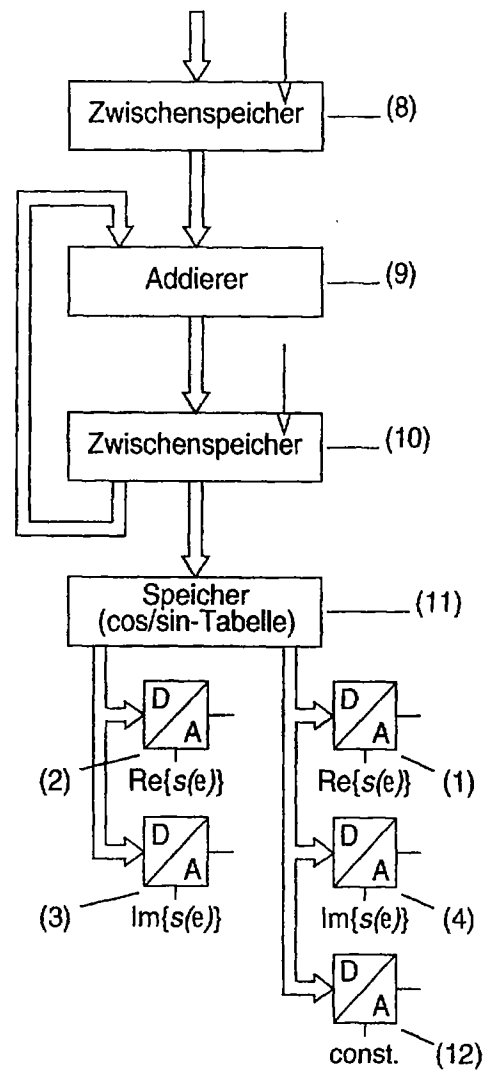


Fig. 3

